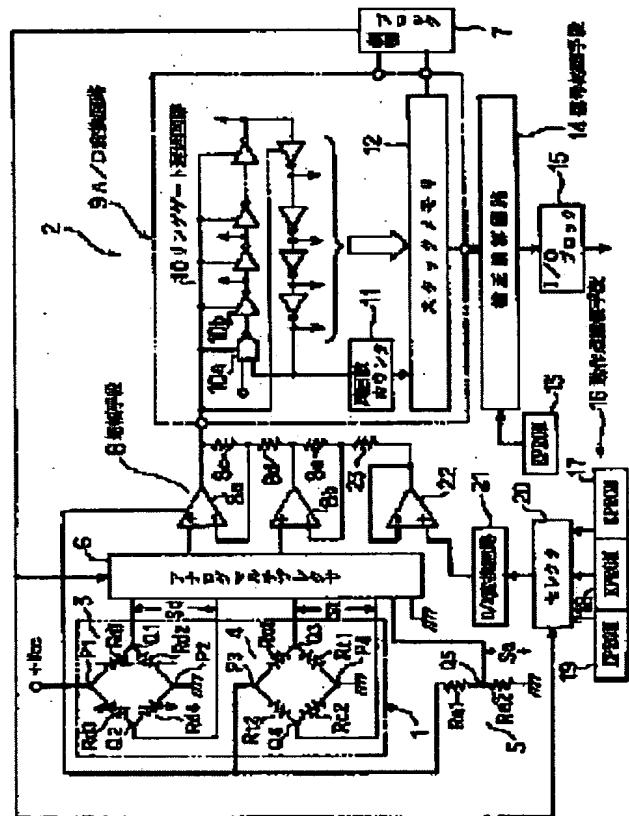


**SENSOR APPARATUS****Patent number:** JP11044585**Publication date:** 1999-02-16**Inventor:** IKUTA TOSHIRO; ENDO NOBORU; WATANABE TAKAMOTO**Applicant:** DENSO CORP**Classification:**- **international:** G01L1/00; G01D3/028; G01L19/04; H03M1/56- **european:****Application number:** JP19970283644 19971016**Priority number(s):****Abstract of JP11044585**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To make physical amount detection values highly accurate and realize a great reduction of a time necessary for calculating the physical amount detection values.

**SOLUTION:** A detection signal  $S_d$  from a pressure detection bridge circuit 3, a temperature signal  $S_t$  from a temperature detection bridge circuit 4 and a reference signal  $S_a$  from a reference voltage generation circuit 5 are fed as a voltage signal to be converted to an A/D conversion circuit 9 via a multiplexer 6 and a differential amplifier circuit 8. The A/D conversion circuit 9 provides data digitized with the use of a ring gate delay circuit 10 as pressure detection value operation data to a correction operation circuit 14. EPROMs 17, 18, 19 store correction voltage data  $V_d$ ,  $V_t$ ,  $V_a$  corresponding to offset amounts of the signals  $S_d$ ,  $S_t$ ,  $S_a$  under the same condition respectively. The voltage signal fed to the A/D conversion circuit 9 is corrected by an amount corresponding to the correction voltage data  $V_d$ ,  $V_t$  and  $V_a$ .



(19)日本国特許庁 (JP)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-44585

(43)公開日 平成11年(1999)2月16日

(51)Int.Cl.<sup>6</sup>G 01 L 1/00  
G 01 D 3/028  
G 01 L 19/04  
H 03 M 1/56

識別記号

F I  
G 01 L 1/00  
19/04  
H 03 M 1/56  
G 01 D 3/04

K

D

審査請求 未請求 請求項の数10 O L (全 12 頁)

(21)出願番号 特願平9-283644

(22)出願日 平成9年(1997)10月16日

(31)優先権主張番号 特願平9-138398

(32)優先日 平9(1997)5月28日

(33)優先権主張国 日本 (JP)

(71)出願人 000004260

株式会社デンソー

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地

(72)発明者 生田 敏雄

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会

社デンソー内

(72)発明者 遠藤 昇

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会

社デンソー内

(72)発明者 渡辺 高元

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会

社デンソー内

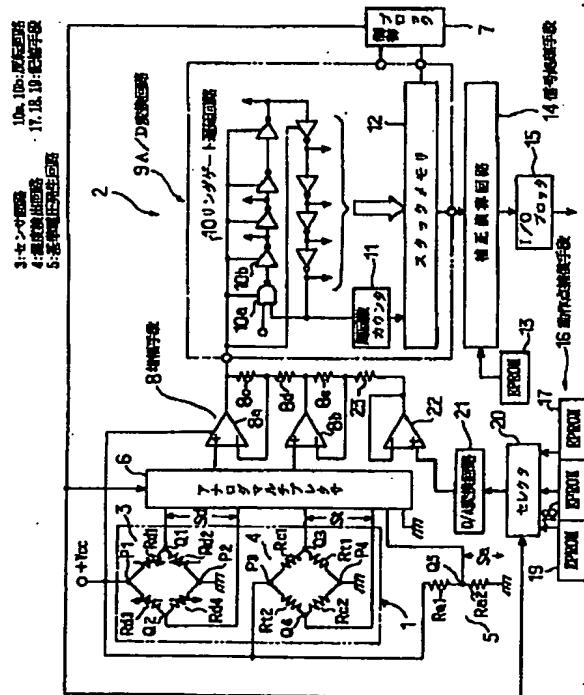
(74)代理人 弁理士 佐藤 強

(54)【発明の名称】 センサ装置

## (57)【要約】

【課題】 物理量の検出値の高精度化並びに物理量検出値の算出のために必要な時間の大幅な短縮を実現すること。

【解決手段】 圧力検出用ブリッジ回路3からの検出信号Sd、温度検出用ブリッジ回路4からの温度信号St、基準電圧発生回路5からの基準信号Saは、マルチブレクサ6及び差動增幅回路8を通じてA/D変換回路9に変換対象の電圧信号として与えられる。A/D変換回路9は、リングゲート遅延回路10を利用してデジタル変換したデータを、補正演算回路14に対し圧力検出値の演算用データとして提供する。EEPROM17、18、19には、上記信号Sd、St、Saの同一条件下における各オフセット量に応じた補正電圧データVd、Vt、Vaがそれぞれ記憶されており、A/D変換回路9に与えられる電圧信号は、これらの補正電圧データVd、Vt及びVaに相当した値だけ補正される。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 被検出物理量に応じた電圧レベルの検出信号を発生するセンサ回路と、このセンサ回路の温度に応じた電圧レベルの温度信号を発生する温度検出回路と、前記被検出物理量及びセンサ回路の温度と無関係に一定の電圧レベルとなる基準信号を発生する基準電圧発生回路と、反転動作時間が電源電圧に応じて変化する複数個の反転回路をリング状に連結して成るリングゲート遅延回路を含んで構成され、前記検出信号、温度信号及び基準信号が上記リングゲート遅延回路に電源電圧として与えられた各状態で当該リングゲート遅延回路にパルス信号が入力されたときのパルス信号周回数に基づいて上記検出信号、温度信号及び基準信号を二進数のデジタルデータに変換するA/D変換回路と、このA/D変換回路からのデジタルデータに基づいた演算処理により前記検出信号に応じた物理量の検出値を前記温度信号及び基準信号により補正した状態で算出する信号処理手段と、同一条件下での前記検出信号、温度信号及び基準信号のオフセット量に応じた補正電圧データをそれぞれ記憶して成る記憶手段を有し、前記A/D変換回路内のリングゲート遅延回路に対し前記検出信号、温度信号及び基準信号を電源電圧として与える際に、各印加電圧を上記記憶手段に記憶された補正電圧データ相当値だけ補正する動作点補償手段を備えたことを特徴とするセンサ装置。

【請求項2】 前記検出信号、温度信号及び基準信号を増幅して前記A/D変換回路内のリングゲート遅延回路に電源電圧として与える増幅手段を備えたことを特徴とする請求項1記載のセンサ装置。

【請求項3】 請求項2記載のセンサ装置において、前記増幅手段の増幅率を、前記検出信号、温度信号及び基準信号を増幅したときの各電圧出力の非直線誤差が0.1%以下となる値に設定したことを特徴とするセンサ装置。

【請求項4】 請求項2記載のセンサ装置において、前記増幅手段の増幅率を、前記検出信号、温度信号及び基準信号を増幅したときの各出力電圧レベルの最大値及び最小値の差が150mV以下となるような値に設定したことを特徴とするセンサ装置。

【請求項5】 請求項2ないし4の何れかに記載のセンサ装置において、前記検出信号、温度信号及び基準信号を選択的に出力するアナログマルチブレクサを備え、前記増幅手段は、このアナログマルチブレクサからの出力信号を増幅して前記A/D変換回路内のリングゲート遅延回路に電源電圧として与えるように構成されていることを特徴とするセンサ装置。

【請求項6】 前記A/D変換回路のサンプリング周期

が50μ秒以上に設定されていることを特徴とする請求項1ないし5の何れかに記載のセンサ装置。

【請求項7】 前記動作点補償手段は、前記補正電圧データを量子化した状態で記憶して成る記憶手段と、この記憶手段に記憶された補正電圧データを選択的に出力するセレクタと、このセレクタからの出力をアナログ値の電圧信号に変換するD/A変換回路とを備えた構成とされていることを特徴とする請求項1ないし6の何れかに記載のセンサ装置。

【請求項8】 前記センサ回路の検出対象となる物理量が圧力であることを特徴とする請求項1ないし7の何れかに記載のセンサ装置。

【請求項9】 前記センサ回路は、ピエゾ抵抗係数が大きな半導体チップに設けたダイヤフラム上に拡散抵抗により形成された複数の抵抗素子をブリッジ接続して構成され、前記温度検出回路は、前記半導体チップ上に拡散抵抗により形成された感温抵抗素子を含んだ構成とされていることを特徴とする請求項8記載のセンサ装置。

【請求項10】 前記センサ回路の印加圧力をP、前記検出信号、温度信号及び基準信号を前記A/D変換回路により変換した各デジタルデータをそれぞれ圧力情報D、温度情報T及び基準情報A、また、センサ回路の感度の温度係数をc、センサ回路の室温感度をd、圧力検出値のオフセットの温度係数をe、圧力検出値の室温オフセット値をf、温度検出値の温度係数をa、温度検出値の室温オフセット値をbとした場合、前記信号処理手段は、

$$P = \{ (T/A - b) \times (-e/a) + D/A - f \} / \{ (T/A - b) \times c/a + d \}$$

の演算処理を実行して印加圧力Pを算出することを特徴とする請求項8または9記載のセンサ装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、センサ回路からのアナログ量の検出信号をA/D変換回路によりデジタルデータに変換した後に信号処理することによって物理量を検出するようにしたセンサ装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 近年、例えば半導体圧力センサ装置においては、半導体圧力センサより成るセンサ回路から出力された検出信号（電圧信号）をA/D変換回路によってデジタルデータに変換し、この変換後のデータをマイクロコンピュータにより演算処理することによって、センサ回路による検出圧力に応じた検出値を得る構成となることが一般的になっている。このようなデータ処理を行う場合には、センサ回路の温度に応じたレベルの温度信号（電圧信号）を発生する温度検出回路を設け、マイクロコンピュータによる圧力検出値の演算処理時においては、上記温度信号をA/D変換回路によりデジタルデータに変換して、このデータを演算処理する。

タに変換し、この変換データに基づいて上記圧力検出値を温度補正する構成としている。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】従来では、A/D変換回路として、変換対象の電圧信号をアナログコンパレータを用いて基準電圧と比較することにより数値化する形式のものが用いられている。しかしながら、このような形式のA/D変換回路では、電圧信号の微小な変化の数値化や、変換速度の大幅な向上が困難であるため、最終的に得られる圧力検出値の精度が低くなると共に、圧力検出値の算出に要する時間が長くなるなどの問題点があった。

【0004】上記のような問題点を解決するために、例えば、特開平5-259907号公報に示されるようなA/D変換回路を利用することが考えられている。このA/D変換回路は、反転回路の反転動作時間が電源電圧に応じて変化するという性質を利用したもので、複数個の反転回路をリング状に連結して成るリングゲート遅延回路を設け、変換対象の電圧信号を上記リングゲート遅延回路に電源電圧として与えた状態で当該リングゲート遅延回路にパルス信号を入力したときのパルス信号周回数に基づいて電圧信号を二進数のデジタルデータに変換する構成となっており、このものでは、分解能及び変換速度の大幅な向上を実現できるという利点がある。

【0005】ところが、上記のようなA/D変換回路による変換データを用いて圧力情報の演算処理を行う場合には、その演算式中に、反転回路の反転動作時間の温度特性などに起因した非線形項が含まれることになるため、この非線形項が、マイクロコンピュータでの演算処理により得られる圧力検出値の精度劣化の要因となるという事情がある。このような事情に対処するためには、センサ回路に作用する圧力及び温度と無関係に一定の電圧レベルとなる基準信号を発生する基準電圧発生回路を設け、マイクロコンピュータによる圧力検出値の演算処理時には、上記基準信号をA/D変換回路により変換したデジタルデータに基づいて前記非線形項を除去する構成とができる。

【0006】しかしながら、このような構成とした場合でも、実際には、センサ回路、温度検出回路及び基準電圧発生回路における電気的特性のばらつきに起因したオフセットが存在するため、非線形項を確実に除去できないという事情がある。このため、マイクロコンピュータによる演算処理結果中に非線形成分による誤差が生ずることになって、圧力検出値の精度を十分に高めることができないという問題点が残るものであった。

【0007】本発明は上記事情に鑑みてなされたものであり、その目的は、物理量の検出値の高精度化並びに物理量検出値の算出のために必要な時間の大幅な短縮を実現できるようになるセンサ装置を提供することにある。

【0008】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため請求項1記載の手段を採用することができる。この手段によれば、センサ回路からの検出信号、温度検出回路からの温度信号、基準電圧発生回路からの基準信号を、A/D変換回路内のリングゲート遅延回路に電源電圧として与えると、当該A/D変換回路は、このように電源電圧が与えられた各状態でリングゲート遅延回路にパルス信号が入力されたときのパルス信号周回数に基づいて上記検出信号、温度信号及び基準信号を二進数のデジタルデータに変換するようになる。信号処理手段は、A/D変換回路からのデジタルデータに基づいた演算処理により、前記検出信号に応じた物理量の検出値を前記温度信号及び基準信号により補正した状態で算出するようになる。

【0009】この場合、リングゲート遅延回路を利用したA/D変換回路にあっては、変換速度の大幅な向上を実現できるという利点があるため、物理量検出値の算出のために必要な時間の大幅な短縮を実現できるようになる。この一方で、上記のようなA/D変換回路の変換データを用いて物理量検出値の演算処理を行う場合には、その演算式中に、リングゲート遅延回路を構成する反転回路の反転動作時間の温度特性などに起因した非線形項が含まれることになるが、その非線形項は、センサ回路に作用する物理量及び温度と無関係に一定の電圧レベルとなる基準信号を利用して除去することが可能になる。

【0010】また、実際には、センサ回路、温度検出回路及び基準電圧発生回路における電気的特性のばらつきによるオフセットの存在に起因して、上記演算処理時ににおいて非線形項を確実に除去できなくなる虞があるが、同一条件下での前記検出信号、温度信号及び基準信号のオフセット量に応じた補正電圧データをそれぞれ記憶して成る記憶手段を有した動作点補償手段が、前記A/D変換回路内のリングゲート遅延回路に対し前記検出信号、温度信号及び基準信号が電源電圧として与えられる際に、各印加電圧を上記記憶手段に記憶された補正電圧データ相当値だけ補正するようになる。

【0011】このため、A/D変換回路による変換データ中に、上記オフセットに起因した誤差要因が含まれることがなくなり、当該変換データを用いた物理量検出値の演算処理時において、上述した非線形項を確実に除去できるようになる。この結果、信号処理手段による演算処理結果中に非線形成分による誤差が生ずる虞がなくなり、物理量検出値の精度を十分に高める得るようになる。

【0012】請求項2記載の手段によれば、A/D変換回路には、検出信号、温度信号及び基準信号が増幅手段により増幅された状態で与えられるから、検出感度が向上するようになる。

【0013】請求項3記載の手段のように、A/D変換回路による変換対象の信号を増幅するための増幅手段の

増幅率を、前記検出信号、温度信号及び基準信号を増幅したときの電圧出力の非直線誤差が0.1%以下となる値に設定した場合には、A/D変換回路内のリングゲート遅延回路におけるパルス信号の周回数の誤差を小さくでき、検出精度の向上を実現できることになる。

【0014】請求項4記載の手段のように、A/D変換回路による変換対象の信号を増幅するための増幅手段の増幅率を、前記検出信号、温度信号及び基準信号を増幅したときの各出力電圧レベルの最大値及び最小値の差が150mV以下となるような値に設定した場合には、その増幅電圧出力の非直線誤差が0.1%以下に收まるようになる。このため、A/D変換回路内のリングゲート遅延回路におけるパルス信号の周回数の誤差を小さくでき、検出精度の向上を実現できることになる。

【0015】請求項5記載の手段によれば、アナログマルチブレクサが設けられた結果、A/D変換回路を複数設ける必要がなくなると共に、当該A/D変換回路に与えられる変換対象の信号が増幅手段により増幅されることになるから、検出感度の向上を実現できるようになる。また、増幅手段がアナログマルチブレクサの後段に位置する構成であるから、当該増幅手段を複数設ける必要もなくなる。

【0016】請求項6記載の手段のように、前記A/D変換回路のサンプリング周期が50μ秒以上に設定された場合には、そのA/D変換回路の分解能を12ビット以上に高めることができ、変換精度の向上を実現できるようになる。また、A/D変換回路内のリングゲート遅延回路に与えられる電源電圧にノイズが重畠した場合でも、上記のようにサンプリング周期が50μ秒以上ある状態では、積分効果によりノイズが低減されることになり、結果的にノイズによる悪影響を排除できて検出精度の向上を促進できるようになる。

【0017】請求項7記載の手段によれば、前記補正電圧データを記憶手段に対して量子化した状態で記憶しておけば良いから、その補正電圧データの記憶のための作業を簡単且つ確実に行い得るようになる。

【0018】請求項9記載の手段によれば、センサ回路及び温度検出回路が同一の半導体チップ上に形成される構成であるから、センサ回路の実際の温度を温度検出回路によって精度良く検出できるようになる。従って、信号処理手段による物理量検出値の演算処理時において、その物理量検出値の温度補正を正確に行い得るようになる。

【0019】

【発明の実施の形態】以下、本発明を半導体式の圧力センサ装置に適用した一実施例について図面を参照しながら説明する。全体の電気的構成を示す図1において、本実施例によるセンサ装置は、圧力検出用のセンサ部1と、このセンサ部1からの出力を処理するための信号処理部2とを備えた構成となっており、これらセンサ部1

及び信号処理部2は、異なる半導体チップ上に分離した状態で形成されている。

【0020】センサ部1は、ピエゾ抵抗係数が大きな半導体チップ（例えばシリコン単結晶基板）を利用して形成されたもので、圧力検出用ブリッジ回路3（本発明でいうセンサ回路に相当）と、この圧力検出用ブリッジ回路3の温度を検出するための温度検出用ブリッジ回路4（本発明でいう温度検出回路に相当）とにより構成されている。

【0021】これらのうち、圧力検出用ブリッジ回路3は、半導体チップに設けたダイヤフラム上に拡散抵抗により形成した抵抗素子Rd1、Rd2、Rd3、Rd4を図示のようにフルブリッジ接続して成るもので、印加圧力の増大に応じて各抵抗素子Rd1、Rd2、Rd3、Rd4の抵抗値が図1に矢印で示す様（上向きの矢印は抵抗値が増加することを示し、下向きの矢印は抵抗値が減少することを示す）で変化する構成となっている。また、圧力検出用ブリッジ回路3の入力端子P1及びP2間には、定電圧電源端子+Vccから一定電圧が印加されるようになっている。

【0022】従って、圧力検出用ブリッジ回路3の一方の出力端子Q1（抵抗素子Rd1及びRd2の共通接続点）の電位は印加圧力の増大に応じて上昇し、また、他方の出力端子Q2（抵抗素子Rd3及びRd4の共通接続点）の電位は印加圧力の増大に応じて低下するものであり、出力端子Q1及びQ2間からは、印加圧力に応じた電圧レベルの検出信号Sdが outputされることがある。尚、上記検出信号Sdは、圧力検出用ブリッジ回路3の温度にも依存して変動するものであり、斯様な温度ドリフト除去用のデータを得るために前記温度検出用ブリッジ回路4が設けられている。

【0023】この温度検出用ブリッジ回路4は、拡散抵抗（温度係数は1500～1700ppm/℃程度）により形成された感温抵抗素子Rt1、Rt2と、温度係数が零に近い材料である例えばCrSiにより形成された抵抗素子Rc1、Rc2とを図示のようにフルブリッジ接続することにより構成されている。また、温度検出用ブリッジ回路4の入力端子P3及びP4間にも、定電圧電源端子+Vccから一定電圧が印加されるようになっている。

【0024】従って、温度検出用ブリッジ回路4の一方の出力端子Q3（感温抵抗素子Rt1及び抵抗素子Rc1の共通接続点）の電位は検出温度の上昇に応じて上昇し、また、他方の出力端子Q4（感温抵抗素子Rt2及び抵抗素子Rc2の共通接続点）の電位は検出温度の低下に応じて低下するものであり、出力端子Q3及びQ4間からは、圧力検出用ブリッジ回路3の温度に応じた電圧レベルの温度信号Stが outputされることがある。

【0025】一方、前記信号処理部2は、半導体チップ上に以下に述べるような各回路要素を形成した構成となっている。基準電圧発生回路5は、拡散抵抗により形成

した抵抗素子R<sub>a1</sub>及びR<sub>a2</sub>を備えたもので、それら抵抗素子R<sub>a1</sub>及びR<sub>a2</sub>の直列回路を定電圧電源端子+V<sub>cc</sub>及びグランド端子間に接続した構成となっている。この場合、抵抗素子R<sub>a1</sub>及びR<sub>a2</sub>の温度係数は厳密に一致するものであり、従って、基準電圧発生回路5の出力端子Q<sub>5</sub>（抵抗素子R<sub>a1</sub>及びR<sub>a2</sub>の共通接続点）からは、前記圧力検出用ブリッジ回路3に作用する圧力（被検出物理量）及び当該ブリッジ回路3の温度と無関係に一定の電圧レベルとなる基準信号S<sub>a</sub>が出力されることになる。尚、この基準電圧発生回路5は、前記センサ部1側の半導体チップ上に形成することも可能である。

【0026】アナログマルチブレクサ6は、上記圧力検出用ブリッジ回路3からの検出信号S<sub>d</sub>、温度検出用ブリッジ回路4からの温度信号S<sub>t</sub>、基準電圧発生回路5からの基準信号S<sub>a</sub>を、後述する制御ブロック7から与えられるセレクト信号に基づいて選択出力するためのものである。

【0027】高入力インピーダンス差動増幅回路8（本発明でいう増幅手段に相当）は、オペアンプ8a、8b及び抵抗8c、8d、8eを組み合わせて成る周知構成のもので、前記アナログマルチブレクサ6から出力される信号を増幅してA/D変換回路9に与えるようになっている。尚、差動増幅回路8の電源は、前記定電圧電源端子+V<sub>cc</sub>から与えられるようになっている。

【0028】上記A/D変換回路9は、基本的には特開平5-259907号公報に記載されたA/D変換回路と同様構成のものであり、詳細には図示しないが、反転動作時間が電源電圧に応じて変化するNANDゲート10a（本発明でいう反転回路に相当）と、同じく反転動作時間が電源電圧に応じて変化する偶数個のインバータ10b（同じく本発明でいう反転回路に相当）とをリング状に連結して成るリングゲート遅延回路10（以下の説明では、リングゲート遅延回路をRGD（Ring Gate Delay）と略称する）、このRGD10内でのパルス信号の周回数をカウントするための周回数カウンタ11、

$$D = \{ (c t + d) \times P + e t + f \} \times \beta(t) \quad \dots \dots \textcircled{1}$$

但し、t：圧力検出用ブリッジ回路3の温度

c：圧力検出用ブリッジ回路3の感度の温度係数

d：圧力検出用ブリッジ回路3の室温感度

e：圧力検出値のオフセットの温度係数

f：圧力検出値の室温オフセット値

また、 $\beta(t)$ は、差動増幅回路8の温度特性やRGD10の遅延時間の温度特性などに依存した非線形項であり、これが圧力検出値の精度劣化の要因となるものである。

【0033】上記①式からPの解を得るために、tが必要であり、また、非線形の係数である $\beta(t)$ を除去する必要がある。このため、温度検出用ブリッジ回路4を通じて温度情報Tを得ると共に、基準電圧発生回路5を通じて基準情報Aを得るようにしている。

この周回数カウンタ11の計数値を上位ビットとし、且つRGD10内の各インバータ10bの出力を下位ビットとして格納するためのスタックメモリ12などを含んで構成されている。

【0029】このような構成のA/D変換回路9による変換原理の大略は以下の通りである。即ち、RGD10内のNANDゲート10aに対し、図2に示すようなパルス信号PAを与えると、NANDゲート10a及び各インバータ10bがその電源電圧に応じた速度で逐次的に反転動作を開始して、そのパルス信号PAの入力期間中は信号周回動作が継続して行われるものであり、斯様なパルス信号周回数を示す二進数のデジタルデータが、スタックメモリ12に対しリアルタイムで与えられるようになる。この後、図2に示すように、一定のサンプリング周期 $\Delta t$ （例えば~100μ秒）を得るためのパルス信号PBの立上がり毎にスタックメモリ12をラッチすれば、そのスタックメモリ12内の各ラッチデータの差に基づいて、インバータ10bに与えられている電源電圧を二進数のデジタルデータに変換した値が得られるようになる。

【0030】この場合、RGD10内のNANDゲート10a及びインバータ10bには、前記差動増幅回路8から電源電圧が与えられる構成となっている。従って、A/D変換回路9にあっては、差動増幅回路8からの出力信号、つまり、アナログマルチブレクサ6を通じて選択出力される検出信号S<sub>d</sub>、温度信号S<sub>t</sub>及び基準信号S<sub>a</sub>をデジタルデータに変換することになる。

【0031】尚、以下においては、A/D変換回路9による変換データのうち、検出信号S<sub>d</sub>に対応したデジタルデータを圧力情報D、温度信号S<sub>t</sub>に対応したデジタルデータを温度情報T、基準信号S<sub>a</sub>に対応したデジタルデータを基準情報Aと呼ぶこととする。

【0032】ここで、圧力情報Dと圧力検出用ブリッジ回路3に対する印加圧力Pとの間には次式①のような関係がある。

$$T = (a t + b) \times \beta(t) \quad \dots \dots \textcircled{2}$$

但し、a：温度検出値の温度係数

b：温度検出値の室温オフセット値

【0035】また、基準情報Aは、圧力検出用ブリッジ回路3に作用する圧力及び温度と無関係に一定の電圧レベルとなる基準信号S<sub>a</sub>を、差動増幅回路8により増幅し且つA/D変換回路9によりデジタル変換したデータであるから、次式③が成立することになる。

$$A = \beta(t) \quad \dots \dots \textcircled{3}$$

【0036】上記①、②、③の式を用いてPについて解くと、非線形項 $\beta(t)$ が削除された状態の次式④が得

られる。

$$P = \frac{(T/A - b) \times (-e/a) + D/A - f}{(T/A - b) \times c/a + d} \quad \dots \textcircled{2}$$

【0038】 しかして、EEPROM13には、④式に基づいた圧力Pの演算に必要な係数a、b、c、d、e、fが補正係数として予め記憶されている。

【0039】補正演算回路14（本発明でいう信号処理手段に相当）は、上記④式を利用した圧力Pの演算を、制御ブロック7からの指令を受けて行うものであり、その演算時には、スタックメモリ12から読み出した圧力情報D、温度情報T及び基準情報A、並びにEEPROM13から読み出した補正係数（a、b、c、d、e、f）を使用する構成となっている。そして、補正演算回路14による演算結果は、センサ部1による検出圧力を示す圧力データとしてI/Oブロック15から出力される。

【0040】上記④式の演算において重要なことは、非線形項  $\beta(t)$  が消去されている点であるが、このような非線形項  $\beta(t)$  の消去は、前記①～③式中の各非線形項  $\beta(t)$  が同じであるという条件が成立して初めて可能になるものである。このような消去条件が成立するためには、圧力情報D、温度情報T及び基準情報Aの動作点を同じ状態にする必要がある。

【0041】しかしながら、実際の回路構成上においては、圧力情報D、温度情報T及び基準情報Aの発生源である圧力検出用ブリッジ回路3、温度検出用ブリッジ回路4及び基準電圧発生回路5内における抵抗値のばらつきなどに起因したオフセットが避けられないため、それら圧力情報D、温度情報T及び基準情報Aが、要求される設計値と異なってくるという事情がある。このため、上記のような非線形項 $\beta$  (t) の消去条件が成立しなくなる場合があり、このような場合には、④式の演算で得られる圧力データ中に非線形成分による誤差が残ることになって、圧力検出精度が劣化するという問題点が出てくる。

【0042】このような問題点を解決するために、本実施例では、信号処理部2内に補正回路16（本発明でいう動作点補償手段に相当）を設ける構成としている。この補正回路16において、EEPROM17、18及び19（本発明でいう記憶手段に相当）には、圧力センサ装置の製造工程上における調整段階で以下に述べるような補正用の電圧データが記憶されるようになっている。

【0043】即ち、EEPROM17には、圧力検出用ブリッジ回路3に対して標準的な圧力を加えたときに出力される検出信号Sdを差動增幅回路8により増幅した後の電圧レベルと、予め設定された圧力検出用標準電圧レベルとの差に対応した補正電圧データVdが量子化された状態で記憶されている。また、EEPROM18には、温度検出用ブリッジ回路4に対して標準的な温度を加えたときに出力される温度信号Stを差動增幅回路8によ

[0037]

り増幅した後の電圧レベルと、予め設定された温度検出用標準電圧レベルとの差に対応した補正電圧データ  $V_t$  が量子化された状態で記憶されている。さらに、EPR OM 1.9 には、基準電圧発生回路から出力される基準信号  $S_a$  を差動増幅回路 8 により増幅した後の電圧レベルと、予め設定された標準的な基準電圧レベルとの差に対応した補正電圧データ  $V_a$  が量子化された状態で記憶されている。

【0044】補正回路16において、セレクタ20は、上記E PROM17、18及び19の記憶データを、制御ブロック7からのセレクト信号に基づいて選択的に出力するために設けられており、また、D/A変換回路21は、このセレクタ20を通じて出力される補正電圧データをアナログ値の電圧信号に変換するために設けられている。そして、D/A変換回路21からの電圧信号は、インピーダンス整合用のバッファ22及び抵抗23を介して前記差動增幅回路8の出力信号に重畠される構成となっている。

【0045】さて、図3には、制御ブロック7による制御内容が概略的に示されており、以下これについて関連した作用と共に説明する。即ち、制御ブロック7は、まず、アナログマルチブレクサ6に対して、基準電圧発生回路5からの基準信号Saを選択するためのセレクト信号を出力と共に、補正回路16内のセレクタ20に対して、EEPROM19に記憶された補正電圧データVaを選択するためのセレクト信号を出力する（ステップS1、S2）。

【0046】すると、差動增幅回路8から上記基準信号S<sub>a</sub>を増幅した電圧信号が outputされると共に、D/A変換回路21から上記補正電圧データV<sub>a</sub>をアナログ変換した電圧信号が outputされて上記差動增幅回路8からの電圧信号に重畠されるようになり、このように補正電圧データV<sub>a</sub>の成分が重畠された状態の電圧信号が、A/D変換回路9内のRGD10に対しA/D変換対象信号として印加されるようになる。

【0047】この後、制御ブロック7は、パルス信号PA及びPBの出力制御ルーチンS3を実行する。このルーチンS3では、図2に示す時刻t1～t2の期間中においてパルス信号PAを出力すると共に、その時刻t1後においてパルス信号PBを図2に示すようなタイミング（具体的には、時刻t1～t2の期間において4回立ち上がる状態）で出力する。

【0048】これにより、パルス信号PAの出力期間中において、RGD10内で信号周回動作が継続して行われると共に、パルス信号PBの立ち上がり毎にスタックメモリ12がラッピングされるものであり、そのラッピングデータの差（例えば3回目の立ち上がりと4回目の立ち上がり

における各ラッチデータの差)に基づいて、差動増幅回路8からの電圧信号(基準信号S<sub>a</sub>を増幅した電圧信号に対し補正電圧データV<sub>a</sub>の成分が重畠された状態の電圧信号)に応じたデジタルデータが基準情報Aとして得られるようになる。

【0049】制御ブロック7は、上記出力制御ルーチンS3の実行後には、アナログマルチブレクサ6に対して、基準電圧発生回路5からの温度信号S<sub>t</sub>を選択するためのセレクト信号を出力すると共に、補正回路16内のセレクタ20に対して、EPROM18に記憶された補正電圧データV<sub>t</sub>を選択するためのセレクト信号を出力する(ステップS4、S5)。

【0050】すると、差動増幅回路8から上記温度信号S<sub>t</sub>を増幅した電圧信号が outputされると共に、D/A変換回路21から上記補正電圧データV<sub>t</sub>をアナログ変換した電圧信号が outputされて上記差動増幅回路8からの電圧信号に重畠されるようになり、このように補正電圧データV<sub>t</sub>の成分が重畠された状態の電圧信号が、A/D変換回路9内のRGD10に対しA/D変換対象信号として印加されるようになる。

【0051】この後、制御ブロック7は、パルス信号PA及びPBの出力制御ルーチンS6を実行する。このルーチンS6では、図2に示す時刻t3～t4の期間中ににおいてパルス信号PAを出力すると共に、その時刻t3後においてパルス信号PBを図2に示すようなタイミングで出力する。

【0052】これにより、パルス信号PAの出力期間中において、RGD10内で信号周回動作が継続して行われると共に、パルス信号PBの立上がり毎にスタックメモリ12がラッチされるものであり、そのラッチデータの差に基づいて、差動増幅回路8からの電圧信号(温度信号S<sub>t</sub>を増幅した電圧信号に対し補正電圧データV<sub>t</sub>の成分が重畠された状態の電圧信号)に応じたデジタルデータが温度情報Tとして得られるようになる。

【0053】制御ブロック7は、上記出力制御ルーチンS6の実行後には、アナログマルチブレクサ6に対して、基準電圧発生回路5からの検出信号Sdを選択するためのセレクト信号を出力すると共に、補正回路16内のセレクタ20に対して、EPROM17に記憶された補正電圧データVdを選択するためのセレクト信号を出力する(ステップS7、S8)。

【0054】すると、差動増幅回路8から上記検出信号Sdを増幅した電圧信号が outputされると共に、D/A変換回路21から上記補正電圧データVdをアナログ変換した電圧信号が outputされて上記差動増幅回路8からの電圧信号に重畠されるようになり、このように補正電圧データVdの成分が重畠された状態の電圧信号が、A/D変換回路9内のRGD10に対しA/D変換対象信号として印加されるようになる。

【0055】この後、制御ブロック7は、パルス信号P

A及びPBの出力制御ルーチンS9を実行する。このルーチンS9では、図2に示す時刻t5～t6の期間中ににおいてパルス信号PAを出力すると共に、その時刻t5後においてパルス信号PBを図2に示すようなタイミングで出力する。

【0056】これにより、パルス信号PAの出力期間中において、RGD10内で信号周回動作が継続して行われると共に、パルス信号PBの立上がり毎にスタックメモリ12がラッチされるものであり、そのラッチデータの差に基づいて、差動増幅回路8からの電圧信号(検出信号Sdを増幅した電圧信号に対し補正電圧データVdの成分が重畠された状態の電圧信号)に応じたデジタルデータが圧力情報Dとして得られるようになる。

【0057】尚、本実施例の場合、上述した出力制御ルーチンS3、S6及びS9の実行時において、スタックメモリ12からラッチデータの差に基づいたデジタルデータを3回取り込むことができるから、それらを平均化した値をデジタルデータ(基準情報A、温度情報T及び圧力情報D)として得る構成とすることもできる。

【0058】制御ブロック7は、上記出力制御ルーチンS9の実行後には、補正演算回路14に対して演算指令を出力する(ステップS10)。すると、補正演算回路14にあっては、スタックメモリ12から読み出した圧力情報D、温度情報T及び基準情報A、並びにEPROM13から読み出した補正係数(a、b、c、d、e、f)を使用して、前記④式の演算を行うものであり、その演算結果を、センサ部1による検出圧力を示す圧力データとしてI/Oブロック15から出力するようになる。

【0059】この後、制御ブロック7は、所定の待機時間が経過するまで待機し(ステップS11)、当該待機時間が経過したときにステップS1へ戻るようになる。従って、一連の圧力検出動作(S1～S10)は、上記待機時間が経過する毎に周期的に行われることになる。

【0060】要するに上記した本実施例によれば、補正演算回路14において、A/D変換回路9を通じて得た圧力情報D、温度情報T及び基準情報Aに基づいた演算処理により圧力検出値を算出する場合において、その演算式(④式)中から、差動増幅回路8の温度特性やRGD10の遅延時間の温度特性などに依存した非線形項を除去できるものである。

【0061】この場合、実際には、上記圧力情報D、温度情報T及び基準情報Aの発生源である圧力検出用ブリッジ回路3、温度検出用ブリッジ回路4及び基準電圧発生回路5のオフセットにより、それら圧力情報D、温度情報T及び基準情報Aが、要求される設計値と異なるという事情があるため、上記非線形項を確実に除去できない虞がある。

【0062】これに対して、本実施例では、圧力検出用ブリッジ回路3からの検出信号Sd、温度検出用ブリッ

シ回路4からの温度信号S<sub>t</sub>、基準電圧発生回路5からの基準信号S<sub>a</sub>の同一条件下における各オフセット量に応じた補正電圧データV<sub>d</sub>、V<sub>t</sub>、V<sub>a</sub>をそれぞれ記憶して成るE·P·R·O·M 17、18、19を有した補正回路16を設けることにより、上記のような事情に対処するようしている。即ち、補正回路16は、A/D変換回路9内のRGD10に対し、前記検出信号S<sub>d</sub>、温度信号S<sub>t</sub>及び基準信号S<sub>a</sub>が変換対象の電圧信号として与えられる際に、各印加電圧を上記記補正電圧データV<sub>d</sub>、V<sub>t</sub>及びV<sub>a</sub>に相当した値だけ補正する動作を行うようになる。

【0063】このため、A/D変換回路9による変換データ（圧力情報D、温度情報T、基準情報A）中に、上記オフセットに起因した誤差要因が含まれることがなくなり、補正演算回路14において、当該変換データを用いた圧力検出値を演算処理する際に、上述した非線形項を確実に除去できるようになる。この結果、補正演算回路14による演算処理結果中に非線形成分による誤差が生ずる虞がなくなり、圧力検出値の精度を十分に高める得るようになる。

【0064】この場合、RGD10を利用したA/D変換回路9にあっては、変換速度の大幅な向上を実現できるという利点があるため、圧力検出値の算出に必要な時間を大幅に短縮できるようになる。

【0065】本実施例では、検出信号 Sd、温度信号 St、基準信号 Sa を選択出力するアナログマルチブレクサ 6 が設けられているから、A/D 変換回路 9 を複数設ける必要がなくなる。また、当該 A/D 変換回路 9 に与えられる変換対象の信号が差動增幅回路 8 により増幅される構成となっているから、検出感度の向上を実現できるようになる。この場合、上記差動增幅回路 8 は、アナログマルチブレクサ 6 の後段に位置する構成となっているから、当該差動增幅回路 8 も複数設ける必要がなくなる。

【0066】前記補正電圧データ  $V_d$ 、 $V_t$  及び  $V_a$  は、それぞれに対応した EEPROM 17、18 及び 19 に対して量子化した状態で記憶しておけば良いから、圧

このため、差動增幅回路 8 の増幅率を無闇に大きくしたのでは、上記のように周回数カウンタ 11 の計数値に生ずる非直線誤差が拡大するようになって、A/D 変換回路 9 の変換精度が低下するという問題が出てくる。

【0073】この場合、図5に示すように、上記のような非直線誤差は、差動增幅回路8による電圧変調幅が150mV以下であれば、一般的なセンサに求められる非直線誤差0.1%以下となるものであり、本実施例では、差動增幅回路8の增幅率を、前記検出信号Sd、温度信号St及び基準信号Scを増幅したときの各出力電圧レベルの最大値及び最小値の差が150mV以下となるような値に設定し、以て周回数カウンタ11の計数値

カセンサ装置の製造工程上において補正電圧データ  $V_d$ 、 $V_t$  及び  $V_a$  を記憶するための作業を簡単且つ確実に行い得るようになる。

【0067】さらに、圧力検出用ブリッジ回路3及び温度検出用ブリッジ回路4が同一の半導体チップ上に形成される構成であるから、圧力検出用ブリッジ回路3の実際の温度を温度検出用ブリッジ回路4によって精度良く検出できるようになる。従って、補正演算回路14による圧力検出値の演算処理時において、その圧力検出値の温度補正を正確に行い得るようになる。

【0068】ところで、上記実施例においては、差動増幅回路8による増幅率について言及しなかったが、実際には、A/D変換回路9による変換精度を高めるために、その増幅率を以下に述べるような値に設定している。

【0069】即ち、A/D変換回路9にあっては、RGD10の電源電圧、つまり差動増幅回路8を通じて出力される検出信号Sd、温度信号St及び基準信号Scを増幅した信号の電圧レベルが変調されるのに応じて、所定のサンプリング周期 $\Delta t$ におけるRGD10でのパルス信号周回数が変化し、そのパルス信号周回数（周回数カウンタ11の計数値）に応じた二進数のデジタルデータが、上記各信号Sd、St及びScをA/D変換したデータとして得る構成となっている。

【0070】従って、A/D変換回路9の感度を向上させるためには、差動增幅回路8による增幅率を高めることによって、その電圧変調幅を大きく設定することが望ましい。

【0071】ところが、RGD10の電源電圧と周回数カウンタ11の計数値との間には、図4に示すように非直線状な関係がある。このような特性は、RGD10の遅延時間が、次式⑥に示すような非線形項を含むことによるものである。但し、⑥式において、 $t_{pd}$  : RGD10の遅延時間、 $k(l)$  : 比例定数、 $\alpha$  : 定数(約1.3)、CL : RGD10内の配線容量、VDD : 電源電圧、 $V_{th}$  : しきい値電圧である。

[0072]

に生ずる非直線誤差が0.1%以下になるように構成し

【0074】このような構成とした結果、A/D変換回路9内のRGD10の電源電圧の変調幅の拡大を図りながら、当該RGD10における信号周回数（周回数カウンタ11の計数値）の誤差を縮小できるのもあり、この結果、A/D変換回路9の感度を極力向上させた状態でその変換精度を高め得るようになって、検出精度（圧力検出値の精度）の向上を実現できることになる。

【0075】一方、検出精度の向上を図るために、A/D変換回路9の分解能を高めることが望ましい。この場合、A/D変換回路9において得られる変換データ、

つまり周回数カウンタ 11 の計数値は、RGD 10において一定時間（サンプリング周期  $\Delta t$ ）内にパルス信号がどれだけ周回したかを示す値であるので、そのサンプリング時間  $\Delta t$  を延長すれば大きな値とすることができ、また、その計数値は時間に対し直線的に変化するので非直線誤差が出ることはない。

【0076】従って、上記サンプリング時間  $\Delta t$  の長短に応じて A/D 変換回路 9 の分解能を決定することができる。そこで、本実施例では、実際には、サンプリング時間  $\Delta t$  を  $50 \mu\text{秒}$  以上に設定し、これにより A/D 変換回路 9 の分解能を 12 ビット以上に高めるようにしている。

【0077】このように A/D 変換回路 9 の分解能を 12 ビット以上に高めた場合には、その変換精度を実用上において十分なレベル以上に向上させることができる。しかも、A/D 変換回路 9 内の RGD 10 に与えられる電源電圧にノイズが重畠した場合であっても、上記のようにサンプリング周期  $\Delta t$  が  $50 \mu\text{秒}$  以上ある状態では、積分効果によりノイズが低減されることになり、結果的にノイズによる悪影響を排除できて検出精度（圧力検出値の精度）のさらなる向上を図り得るようになる。

【0078】尚、上記サンプリング周期  $\Delta t$  を決定する信号は、信号処理部 2 を動作させるためのクロック信号を分周して得る構成とすれば良く、このような構成とすれば上記クロック信号の周波数を十分に高めることができるので、信号処理部 2 における他の信号処理機能を高速で動作させることできる利点がある。

【0079】尚、本発明は上記した実施例に限定されるものではなく、次のような変形または拡張が可能である。アナログマルチプレクサ 6 及び差動增幅回路 8 は必要に応じて設ければ良い。このようにアナログマルチプレクサ 6 を設けない場合には、信号処理部 2 中に A/D 変換回路を 3 つ設ける必要があるが、これらの A/D 変

換回路は同一の半導体チップ上に形成されるものであって、電気的特性を厳密に一致させることができるのであるから、信号処理上の支障になることはない。尚、差動增幅回路 8 を設けない場合には、これに代わるインピーダンス変換回路を設けることが望ましい。圧力センサ装置に適用した例を説明したが、加速度、磁束、温度などの他の物理量を検出するためのセンサ装置に広く適用することができる。A/D 変換回路 9 内の RGD 10 は、基本的な構成例を示したものであり、これと異なる構成の RGD を設けることもできる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の一実施例を示す全体の電気的構成図

【図 2】A/D 変換回路の変換原理説明用のタイミングチャート

【図 3】制御ブロックによる制御内容を示すフローチャート

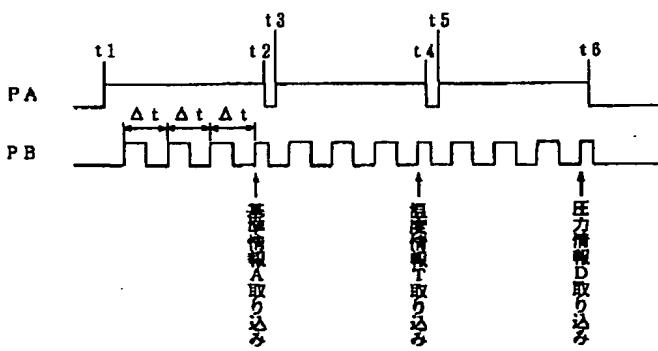
【図 4】リングゲート遅延回路の電源電圧と周回数カウンタの計数値との関係を示す特性図

【図 5】差動增幅回路による電圧変調幅と周回数カウンタの計数値に生ずる非直線誤差との関係を示す特性図

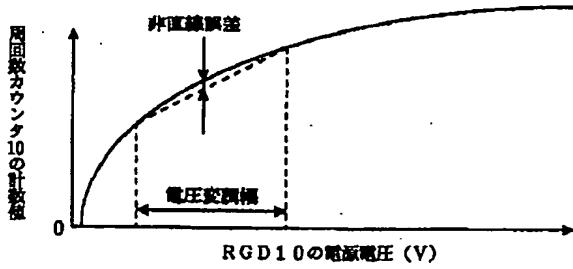
#### 【符号の説明】

1 はセンサ部、2 は信号処理部、3 は圧力検出用ブリッジ回路（センサ回路）、4 は温度検出用ブリッジ回路（温度検出回路）、5 は基準電圧発生回路、6 はアナログマルチプレクサ、7 は制御ブロック、8 は差動增幅回路（增幅手段）、9 は A/D 変換回路、10 はリングゲート遅延回路、10a は NAND ゲート（反転回路）、10b はインバータ（反転回路）、11 は周回数カウンタ、12 はスタックメモリ、14 は補正演算回路（信号処理手段）、16 は補正回路（動作点補償手段）、17、18、19 は EEPROM（記憶手段）、20 はセレクタ、21 は D/A 変換回路を示す。

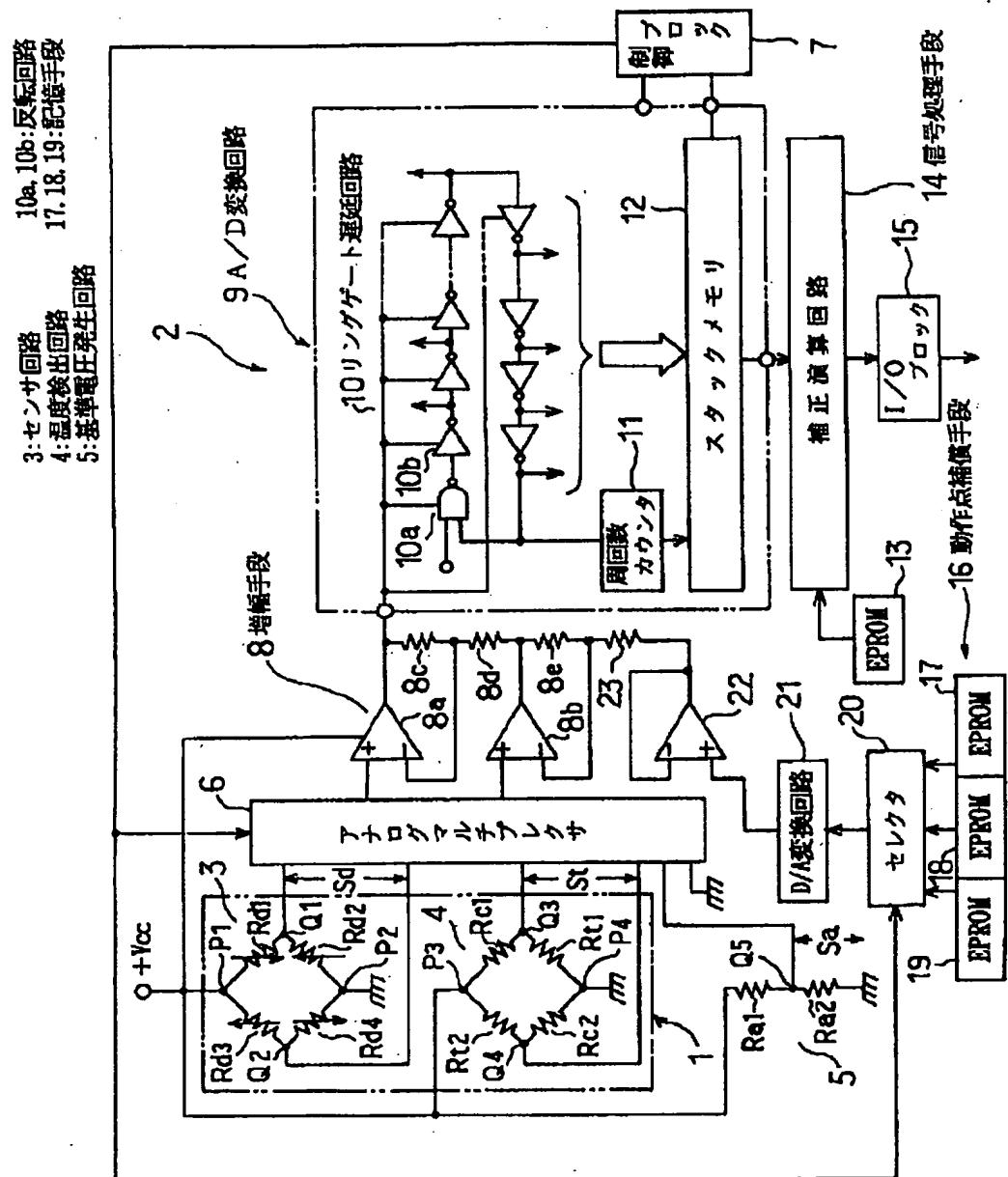
【図 2】



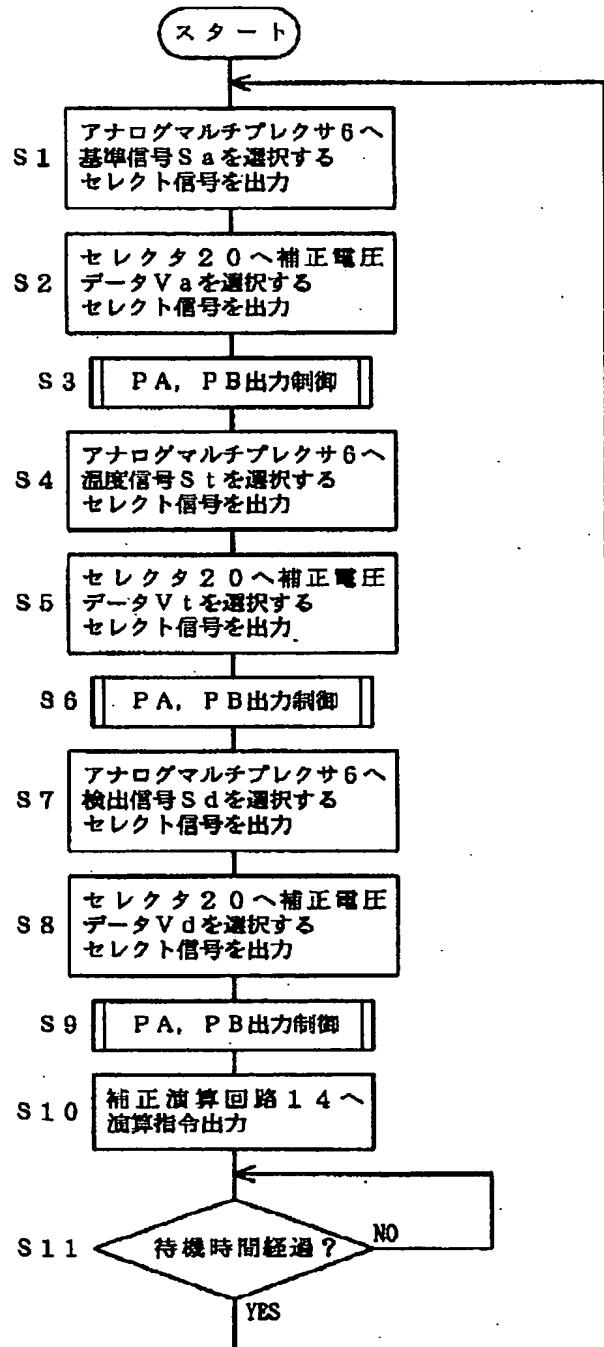
【図 4】



### 【図1】



【図3】



【図5】

